Engineering Considerations For Microwave Equipment Design

(Konstruktionshinweise für den Entwurf von Mikrowellen-Modulen)

Jim Davey, WA8NLC

4664 Jefferson Township Place, Marietta, GA 30066, USA

Introduction

With all the construction of homebrew microwave equipment that is going on, it seems appropriate at this time to consolidate some of the "hints and kinks" that have been published and introduce some new information that I believe is not generally known to the amateur community.

This paper will address certain aspects of microwave equipment design that have often made the difference between a well behaved circuit and one with all kinds of gremlins. The topics were selected from my own experience in attempting to build equipment for the bands above 1 GHz. Many fruitful discussions of my experiences with other microwave experimenters and professionals helped greatly in the analysis and understanding of the issues.

The paper is divided into seven subjects as listed below:

1. Enclosure Effects and Selection
2. Printed Circuit Layout and Crosstalk
3. Substrate Effects and Selection
4. Coaxial Transitions
5. RF Bypassing
6. Active Device Selection
7. DC Feed Networks

Einführung

Um Selbstbauprojekte zu fördern, scheint es mir angebracht, einige Hinweise zur Konstruktion, die bereits veröffentlicht wurden, zu sammeln und auch neue Informationen zu veröffentlichen.

Der Inhalt dieses Artikels ist es, einige wichtige Aspekte beim Entwurf von Mikrowellenschaltungen aufzuzeigen. Die Beachtung dieser Besonderheiten kann den Unterschied zwischen guter Funktion und einigen 'Alpträumen' ausmachen. Die ausgewählten Themen resultieren aus meinen Erfahrungen im Bau von Mikrowellenschaltungen oberhalb von 1GHz und aus vielen Diskussionen mit anderen Mikrowellenamateuren.

Folgende Punkte werden diskutiert:

1. Gehäuseresonanzen
2. Layout von gedruckten Schaltungen
3. Substrat-Effekte bei Streifenleitungen
4. Koaxiale Übergänge
5. Abblockmaßnahmen
6. Aktive Bauelemente
7. Netzwerke zur Speisung

1. Enclosure Effects and Selection

If you like surprise endings to stories, then you won't want to read this section. By this I mean that if you don't give the enclosure any thought until the circuit is operating properly on your test bench with connectors tacked onto the edges, then you may be in for a disappointing surprise when you put it into a more permanent enclosure.

If your circuit is built on microstrip, you can be assured that some of the RF traversing all those little traces will radiate into the box. The degree to which this will happen is covered in Section 3. If you have used "dead bug" construction, then you have just created a spider's web of little antennas.

This radiation can ruin an otherwise clean transmitter or LO output, cause a stable amplifier to oscillate, or at the very least cause the performance to change when the cover is installed. As described in Section 3, we can try to design our system to minimize the radiation of the circuit itself, but since nothing is ever perfect, we ought to consider the effects of the enclosure and not aggravate the situation.

The primary reason that the enclosure has any effect, is that over a range of frequencies, the typical enclosure or box will act like a waveguide. Waveguide is a very low loss transmission line, on the order of 0.4 dB per 100 feet at 2 GHz and perhaps only 4 dB per 100 feet at 10 GHz. Kent Britain, WA5VJB, has compared a typical circuit box to bolting two coaxial-to-waveguide transitions back to back and measuring the loss between the coaxial ports ([1]). Virtually zero within its operating frequency range!

As you go below its operating frequency range, a waveguide will exhibit a sharp rise in attenuation. The frequency below which this occurs is called the "lower cutoff frequency". This frequency is a function of the width of the waveguide. If we can lay out our circuit so that it's width fits within an enclosure with some "below cutoff attenuation" at the circuit's operating frequency, then we may be able to take advantage of isolation that will occur along the length of the box. Figure 1 shows the cross section of a rectangular waveguide with the equations defining the cutoff wavelength as a function of the dimensions.

The attenuation of waveguide below cutoff can be calculated using the formula below ([2]). Attenuation rises exponentially below the cutoff frequency until it reaches a maximum value. When you are far below cutoff, it is interesting to note that the attenuation is constant per unit length, regardless of how much lower in frequency you go. This principle was used by Hewlett-Packard for many years in their signal generator attenuators.

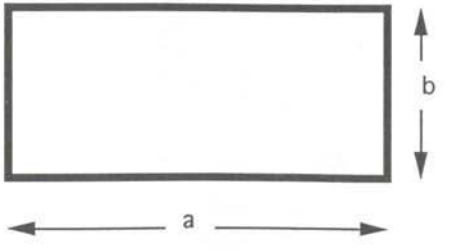
$$L = 54.5\left(\frac{d}{\lambda_c}\right)\left[1 - \left(\frac{\lambda_c}{\lambda}\right)^2\right]^{0.5} \qquad [\text{dB}]$$

where

- L: attenuation in dB for a length d
- λ: operating wavelength
- λ_c: cutoff wavelength
  (all in the same units as d)

How far below the cutoff frequency do we need to go to get significant effect? Not that far. At a frequency of about .66 times the cutoff frequency, we see about 75% of the maximum attenuation possible for the waveguide size in question.

As a practical example, let's assume that our circuit is a 2 stage amplifier operating at 3456 MHz (λ = 9 cm) and has a total length of 101.6 mm from input to output connector. We have wisely chosen the width of the enclosure to be 38.1 mm. (The height of the enclosure can be 19 mm if you like to keep it in proportion to standard waveguide). The lower cutoff wavelength of this box will be 7.62 cm (f=3.94 GHz). Using the above formula, we calculate about 35 dB of input to output isolation within the box. External connections to the enclosure, for operating voltages and bias, could



Mode	Cutoff Wavelength
TE 10	2a
TE 20	a

Figure/Abb. 1

reduce this value. If this same enclosure was used for a 2304 amplifier, the isolation would be about 59 dB.

As you can see, a proper enclosure can add significant end-to-end isolation to our circuit. What about adjacent circuits across the width of the waveguide? One answer lies in reducing the radiation and coupling across circuit boundaries. These topics are covered in Sections 2 and 3. The other involves making the waveguide more lossy through introduction of a lossy material, rather than relying solely on dimensions to determine the loss. Remember, in the above example, if you consider propagation at right angles to the length of the box, what you really have now is a waveguide that is 101.6 mm across, which will propagate 3456 MHz energy with virtually no attenuation in that direction.

Black carbon foam, of the type used to protect static sensitive ICs, has been used to line the cover of a box to introduce some loss. It has been reported that the stiffer variety material seems to be the best. Perhaps it contains the most carbon material. True microwave absorber material is normally very expensive and hard for most amateurs to obtain. Fortunately, Tom Hill, WA3RMX ([3]), has quite a large supply available at very reasonable prices. It comes in the form of a rubbery sheet which is intended to be glued to the enclosure by experiment to reduce reflections.

The lossy material will also help at frequencies above your operating frequency. At these frequencies, the enclosure will look like waveguide within its normal operating range or in various higher order modes and may show little loss. If your circuit doesn't roll off the gain fast enough above the operating frequency, there may be a frequency and enclosure length (phase shift) that allows strong coupling to occur. Your amplifier may have just become an oscillator.

In summary, the point in choosing a proper sized enclosure is to avoid making the box a part of the circuit. With a little advance planning, you should be able to choose an enclosure that will minimize this effect and keep your circuit tame.

1. Gehäuseresonanzen

Um böse Überraschungen zu vermeiden, sollte man von Anfang an neben dem eigentlichen Schaltungsentwurf auch über das Gehäuse dieser Schaltung nachdenken.

Hat man eine Schaltung mit Mikro-Streifenleitungen, kann man absolut sicher sein, daß alle diese Leitungen munter in die Umgebung oder in das Gehäuse strahlen. Die quantitativen Aspekte dieser Effekte werden in Kapitel 3 beschrieben. Bei unüberlegten Layouts kann man sich ein Spinnennetz von kleinen Antennen erzeugen. Die resultierende Verkopplung kann verhindern, daß Filter Nebenwellen unterdrücken, kann unstabile Verstärker erzeugen, und zuletzt auch noch Deckeleffekte produzieren. Es gibt ungeheuer viele Schaltungen, die nach dem Auflegen des Deckels nicht mehr funktionieren! In Kapitel 3 wird beschrieben, wie man die Strahlungseffekte minimiert. Nachfolgend sind einige Hinweise, wie man die Dimensionen eines Gehäuses zweckmäßig auslegt.

Jedes Gehäuse wirkt auf Mikrowellen wie ein Hohlleiter, wenn die Wellenlänge in einem bestimmten Verhältnis zur Gehäusegröße steht. Hohlleiter haben sehr niedrige Verluste, z.B. 0,01 dB/cm auf 2 GHz und 0,1 dB/cm auf 10 GHz. Liegt man mit einem Gehäuse im Übertragungsbereich, gibt es praktisch keine Dämpfung zwischen Ein- und Ausgang.

Andererseits steigt die Übertragungsdämpfung steil an, wenn man den Hohlleiter unterhalb seiner Grenzwellenlänge betreibt. Diese wird in erster Linie durch die Breite des Gehäuses bestimmt. Legt man die Platinenbreite eines Verstärkers z.B. so aus, daß das dazugehörige Gehäuse auf der Betriebsfrequenz des Verstärkers unterhalb der Grenzwellenlänge liegt, kann man von der Dämpfung zwischen Ein- und Ausgang profitieren. Liegt die Gehäusebreite oberhalb der Grenzwellenlänge, hat man mit großer Wahrscheinlichkeit einen Oszillator, sobald man den Deckel auflegt.

Die Dämpfung eines Hohlleiters unterhalb der Grenzwellenlänge, beschreibt folgende Gleichung:

$$L = 54.5\left(\frac{d}{\lambda_c}\right)\left[\,1 - \left(\frac{\lambda_c}{\lambda}\right)^2\,\right]^{0.5} \qquad [\mathrm{dB}]$$

Es bedeuten:

- L: Dämpfung in dB für eine Länge d
- λ: Betiebswellenlänge
- λ_c: Grenzwellenlänge

(alles in gleichen Einheiten wie d)

Wie weit soll man nun unterhalb der Grenzwellenlänge bleiben? Da der Dämpfungsanstieg sehr steil ist, braucht man nur 33% unter die Grenzwellenlänge gehen, um bereits 75% der maximal möglichen Dämpfung zu erreichen.

Zum Beispiel soll ein 2-stufiger Verstärker für 3456 MHz (λ=9 cm) in einem Gehäuse mit 38,1 mm Breite und 101,6 mm Länge eingebaut werden. Die Deckelhöhe sei 19 mm. Die Grenzwellenlänge beträgt dann 7,62 cm (f= 3.94 GHz). Unter Benutzung der obigen Formel kann man eine Dämpfung von 35 dB vom Eingang auf den Ausgang ausrechnen. Externe Verbindungen wie z.B. Durchführungskondensatoren können diese Werte noch weiter reduzieren. Wenn man das gleiche Gehäuse für 2304 MHz benutzen würde, hätte man bereits eine Isolation von 59 dB.

Die Auswahl der richtigen Gehäuseabmessungen bestimmt die erreichbare Isolation von einem zum anderen Ende. Eine weitere Methode, die Isolation zu erhöhen, besteht darin, den Hohlleiter 'verlustreich' zu machen. Das kann durch Einfüllen von mit Graphit gefülltem Schaum geschehen. Damit wird die Dämpfung vor allen Dingen für die höheren Moden erhöht. Nicht jedes Material ist geeignet. Der Widerstand, gemessen über eine Strecke von 1 cm, sollte im kΩ-Bereich liegen. Hochohmige Werkstoffe enthalten zuwenig Graphit.

Wesentlich besser ist professionelles Mikrowellenabsorber-Material geeignet. Es wird als gummiartiges Material mit ca. 1 mm Dicke hergestellt und enthält manchmal auch Ferritwerkstoffe. Es ist sowohl breitbandig als auch abgestimmt auf einzelne Bänder, z.B. dem X-Band, erhältlich. Diese Materialien sind sehr effektiv, aber leider ziemlich teuer. Das schränkt ihre Verwendung bei Amateuren drastisch ein.

Das Absorbermaterial hilft auch bei Frequenzen, die höher als die Betriebsfrequenz sind. Dort können verschiedene Hohlleiter-Moden angeregt werden, die unbedingt gedämpft werden müssen, falls der Verstärker dort noch Verstärkung hat.

2. Printed Circuit Layout and Crosstalk

This topic is related to the previous one, except that the phenomenon is more localized. It is usually not too affected by the enclosure, except where the enclosure walls or cover are reflecting radiated energy to another part of the circuit. If this is the case, some lossy material glued to the surface could cut down the strength of the reflected energy as described in the previous section.

Coupling is going to be more of an issue if the circuit radiates energy into the space around it.

FRACTIONAL RADIATED POWER VERSUS SUBSTRATE THICKNESS
(Zo=50 ohms, ε_r = 2.50)

Normalized Thickness	Substrate Thickness [mm] @ Freq. [MHz]					Radiated Loss [%]	
h/λ_0	1296	2320	3456	5760	10368	Exper.	Theory
0.0054	1.24	0.69	0.47	0.28	0.16	12	9.5
0.0061	1.42	0.79	0.53	0.32	0.18	13.6	12
0.0081	1.87	1.05	0.57	0.42	0.24	19	20.7
0.0093	2.15	1.21	0.81	0.49	0.28	22.7	26.4
0.0107	2.47	1.39	0.93	0.56	0.32	32	39.6
0.0160	3.71	2.09	1.39	0.84	0.48	68	63.5

Figure/Abb. 2

Circuits built dead-bug style have the greatest potential for this. Leaded bias components feeding microstrip circuit elements have given me trouble in the past. Microstrip on thin dielectrics of high dielectric constant have the least potential as shown in the next section. Other types of construction, like stripline (upper and lower ground planes) is better yet, but has not been used much by amateurs due to the difficulty of integrating active devices within the circuit.

It would seem quite obvious that portions of a circuit which need isolation from each other, whether build "dead-bug" or printed circuit, ought to be given some physical separation. In commercial equipment, elaborate labyrinth type milled-out enclosures are often used to achieve excellent isolation. The dimensions of the "channels" in these enclosures can follow the guidelines in the previous section to keep unwanted RF from propagating through them. This type of construction is beyond the means of most amateurs, but there may be a clever way to make something similar using readily obtainable materials. I throw this out as a challenge for someone for the next Microwave Update Conference.

The usual solution, especially for a one-shot project, is to build each stage in its own little box, if you don't mind the extra cost of diecast boxes, connectors and cables. This will solve many potential problems but takes lots of extra time as Rick Campbell, KK7B, found. He built his first couple of no-tune microwave transverters this way. Every filter, mixer, gain stage, etc. was in its own little box made of hobby brass. Using SMA connectors and .086" semi-rigid coax resulted in a small enough assembly to make it a true mountaintopping rig as Rick demonstrated, and the performance of the rig was exceptional.

An example of the other extreme, where all functions are combined on one printed circuit board, is the no-tune transverters. Some sacrifice in ultimate performance is inevitable to achieve the simplicity of construction and packaging, but is acceptable for such lightweight and reproducible equipment.

In my own experience, I have not always given enough thought to layout. At times, experimental circuits just seem to "grow". For example, if you want to have the input and output connectors appear on the same end of a box for convenience it would be tempting to wrap the circuit into a "U" shape. If a frequency conversion occurs along the way, you are probably OK, but if not, watch out! It may be better to run some small coax to the opposite end of your circuit and use a shielded output connector (bulkhead type) to get input and outputs to appear physically close to each other.

2. Layout von gedruckten Schaltungen

Dieses Thema umschließt die Problematik der Abstrahlung von Stripline-Elementen und die Verkopplung von verschiedenen Schaltungsteilen. Diese wird gewöhnlich nicht vom Gehäuse beeinflußt, es sei denn, es findet eine direkte Reflektion über eine Gehäusewand statt. Dann hilft, wie oben erwähnt, nur noch Absorbermaterial.

Die Verkopplung zwischen Schaltungsteilen muß durch geeignete Maßnahmen verhindert werden. Dazu gehört sicherlich ein minimaler physikalischer Abstand zwischen Bauelementen. Auch die Bauhöhe von Bauelementen über der Platine kann wichtig sein. Das impliziert die Verwendung von SMD-Bauelementen. Bei Streifenleitungen ist die Kopplung sowie die Abstrahlung bei gegebener Dimension von der Dielektrizitätskonstante des Materials abhängig. Je höher die Dielektrizitätskonstante desto geringer sind die Effekte.

Eine brutale Lösung besteht darin, jedes einzelne Detail in ein extra Gehäuse zu bauen und mit Semirigid-Kabel zu verbinden: Vorverstärker, Mixer, Filter usw. Das wurde z.B. von Rick Campbell, KK7B, bei seinem ersten Mikrowellentransverter so gemacht.

Das andere Extrem ist es, alles auf eine Platine zu bauen. Die Nachteile in Form von höheren Nebemnwellen und anderen Effekten wird durch die kompakte und leichte Bauweise aufgewogen.

In meiner eigenen Erfahrung habe ich häufig nicht genug Sorgfalt auf das Layout der Schaltung verwandt. Irgendwie scheinen auch experimentelle Schaltungen zu 'wachsen'. Wenn man z.B. denkt, man sollte die Buchsen für Ein- und Ausgang auf einer Seite haben, 'wächst' daraus automatisch ein U-förmiges Layout. Das muß aber nicht unbedingt optimal sein.

3. SUBSTRATE EFFECTS AND SELECTION

I have built some microwave equipment where I could measure the effects of microstrip radiation[4]. I finally got curious enough to see if there was any design data available that would give me some guidance as to how to minimize this radiation in future projects. I looked back through about 20 years of IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques and found lots of theoretical papers for understanding why radiation occurs, but little in the way of actual measured data. Fortunately I found a real nugget in a paper by Denlinger ([4]), where microstrip losses were measured and compared to theory. As a bonus, measured radiation losses were shown for Teflon substrates which are the most common types used so far by the microwave amateur community.

The amount of power radiated by a microstrip is primarily a function of the dielectric thickness and the dielectric constant. Thicker dielectrics and lower dielectric constants will radiate most. To help quantify this relationship, I have taken some of the test data from the Reference [5] and added some dimensional data for comparison. This is shown in Figure 2. For the thickest dielectrics shown, the radiation losses were over 60%. I can't think of too many applications except microstrip antennas where we would want to radiate over 60% of the applied power.

What would be a reasonable percent radiation that we should accept? I know from experience with the 2304 and 3456 MHz no-tune transverters on 0.79 mm TFE board that the "cover effect" (due to radiated fields) is evident on the 3456 MHz unit and barely noticeable on the 2304 MHz unit. Referring to Figure 2, this might suggest that we could live with 12-13% radiation (.006 l thickness). It would follow that 1.57 mm TFE would be a good choice for 1296, 0.51 mm for 3456, etc. If we want to play at 10 GHz, we ought to be prepared to deal with some flimsy material, or we can raise the dielectric constant somewhat as described below.

Another way to reduce microstrip radiation is to raise the dielectric constant. Figure 4 shows the effect of changing the dielectric constant keeping the normalized thickness, h/λ_0 , constant. I have included a table to help you reference this to various substrate thicknesses on several microwave amateur bands. Notice that the radiation losses are halved between each step in dielectric constant, from 2.5 to 6.0, and from 6.0 to 9.0. Going to higher dielectric constant materials has another benefit. In the section on enclosures, it was shown that optimum enclosure sizes start to squeeze the space available for your circuit. A 10 GHz preamp, for example, might do well to use an enclosure no more than about 12.7 mm wide (WR-51 waveguide size). Getting matching stubs and bias decoupling networks to fit into such a small space is going to be tough. Fortunately, the high dielectric

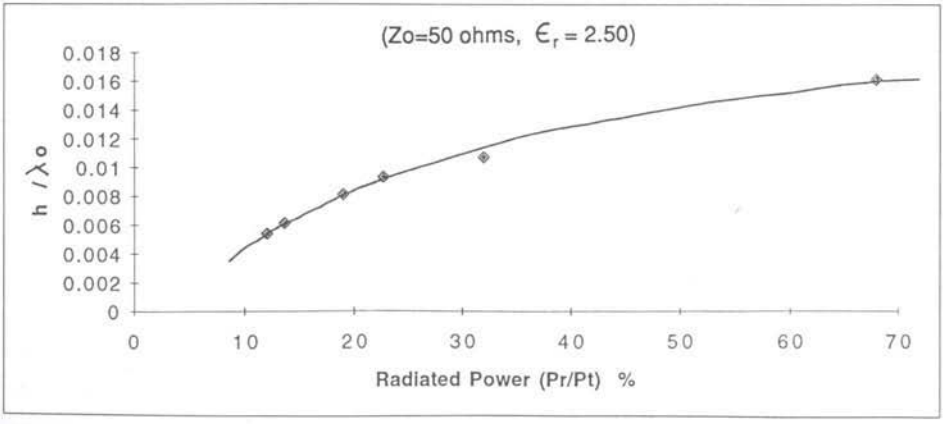


Fig./Abb. 3: Microstrip Radiation vs Dielectric Thickness

constant materials results in smaller physical sizes for microstrip elements, helping the designer to compensate for the shrinking box.

The third way to reduce radiation from microstrip is to avoid the microstrip discontinuities that radiate the most. Figure 5 has been condensed from Reference [5] to show the most common microstrip elements and their relative tendencies to radiate. The "form factor" in the title refers to a constant for calculating the radiation by formula in Reference [5] and is not important to this discussion. The emphasis here is on the relative differences between discontinuities. The 90 degree corner and the open circuit are the worst offenders by far. Open circuited stubs and microstrip filter elements would fall into these categories. Try a tiny probe (3.2 mm of center conductor sticking out of a length of .141 semirigid coax) and a spectrum analyzer on an operating circuit if you don't believe this.

Hopefully, experimenters will consider this information in the early design stages of their next project, helping to contribute to the overall success and reproducability of the final product. It may require some new ideas for packaging. In the commercial world, low ε_r dielectrics like Rogers Duroid 5880 are very widely used with packaged devices and solder bonding, and when size is not an overriding factor. These substrates are also the lowest cost. When thin substrates are required, they are usually bonded to a metal backing to stiffen them. Without the backing, slight flexure of the board would probably crack the chip components or overstress the leads of semiconductors. Clever and inexpensive mechanical designs are needed to overcome this problem and allow the amateur use of the thinner substrates.

3. Substrat-Effekte bei Streifenleitungen

Ich habe einen Mikrowellentransverter gebaut, in dem ich die Effekte von Abstrahlung der Streifenleitungen messen konnte ([4]). Schließlich wurde ich sehr begierig zu erfahren, ob es irgendwelche Methoden gibt, diese Abstrahlung zu verringern. Dazu habe ich 20 Jahrgänge 'IEEE Transactions on Microwave Theory' durchgesehen. Das meiste war nur Theorie. Dann aber fand ich ein Goldstück in Form des Artikels von Denlinger ([5]), der Meßergebnisse und Theorie bezüglich der Abstrahlung von TEFLON-Substraten vergleicht.

Im Prinzip ist der Anteil an abgestrahlter Leistung eine Funktion der Dielektrizitätskonstante und der Dicke des Substrats. Die Abstrahlung ist umso höher, je dicker das Material ist und je kleiner die Dielektrizitätskonstante ist. Ich habe die Testschaltunge aus [5] und deren Resultate in Abb. 2 zusammengefaßt. Die untere Reihe zeigt eine Abstrahlung von 63 % für eine Materialdicke von 0,48 mm auf 10 GHz. Ich denke, daß 63 % zwar gut für die Konstruktion einer Streifenleitungsan-

FRACTIONAL RADIATED POWER VERSUS SUBSTRATE DIELECTRIC CONSTANT (Zo=50 ohms, h/λ_0 = .009)*

Substrate Material	Rel. Dielectric Constant ε_r	Radiated Loss %	
		Exper.	Theory
TFE/Glass	2.50	22.7	26.4
Ceramic/TFE	6.0	14.0	12.0
Alumina	9.0	4.0	5.7

* Corresponds to dielectric thickness as follows:

1296 MHz	2.08 mm (.082")	2304 MHz	1.17 mm (.046")
3456 MHz	0.79 mm (.031")	5760 MHz	0.46 mm (.018")
10368 MHz	0.28 mm (.011")		

Figure/Abb. 4

tenne aber weniger gut für einen Vorverstärker sind.

Nach meinen Erfahrungen ist eine Abstrahlung von 10...15 % tolerierbar. Das impliziert Materialdicken für TEFLON von weniger als 1.57 mm auf 1,3 GHz, weniger als 0,5 mm auf 3456 MHz und schließlich weniger als 0,2 mm auf 10 GHz!

Figure/Abb. 5

RADIATION FORM FACTORS FOR MICROSTRIP DISCONTINUITIES		
Microstrip Element	**ε_r = 4.50**	**ε_r = 2.25**
Open Circuit*	0.59	1.07
Short Circuit	0.05	0.25
90 Degree Corner*	0.29	0.61
T-Junction	0.15	0.35

* Worst Offenders

Eine andere Möglichkeit, die Abstrahlung zu verringern, ist die Erhöhung der Dielektrizitätskonstante. Abb. 4 zeigt den Effekt der Erhöhung der Dielektrizitätskonstante bei konstanter Materialdicke. Die Verlust werden jeweils halbiert, wenn man von ε_r=2,5 (PTFE/Glas) auf ε_r=6 (PTFE/Keramik) und ε_r=9 (Aluminiumoxyd) geht.

Das legt die Verwendung von Material mit hoher Dielektrizitätskonstante nahe. Ein weiterer Grund besteht darin , daß sich bei hoher Dielektrizitätskonstante die Abmessungen der Schaltung verringern, so daß man leichter die schmalen Gehäuse realisieren kann, die man wegen der Hohlleiter-Grenzwellenlänge braucht. Für einen 10 GHz Verstärker ist z.B. eine Gehäusebreite von maximal 12,7 mm zulässig, um eine brauchbare Isolation vom Eingang auf den Ausgang zu erzielen.

Die dritte Möglichkeit, eine Verringerung der Strahlung zu erreichen, besteht in der Vermeidung von bestimmten Bauelementen. Abb. 5 zeigt die gebräuchlichen Streifenleitungselemente und ihre relative Tendenz zur Strahlung. Der 90°-Winkel und die offene Stichleitung sind die schlimmsten Strahler. Das bedeutet, daß speziell Streifenleitungsfilter besondere Kandidaten für Abstrahlung sind. Wer das nicht glaubt, halte mal eine Probe - 3,2 mm freier Innenleiter aus 0,141" Semirigid - angeschlossen an einen Spektrumanalysator in eine solche Schaltung.

Ich hoffe, daß die Schaltungsentwickler unter uns diese Hinweise annehmen, um bessere Schaltungen für die Selbstbauenden zu erzielen. Das fordert neue Ideen für Gehäuse - und Substrattechniken. In der kommerziellen Welt wird Rogers RT-5880 trotz niedrigem ε_r verwendet, weil es billig ist. Das niedrige ε_r erzwingt die Verwendung von dünnem Material. Bei dünnem Material ist es notwendig, die Platine auf eine Metallfläche zu montieren, damit es nicht zu Brüchen und Bauelementschäden kommt. Da fehlen noch gute Ideen.

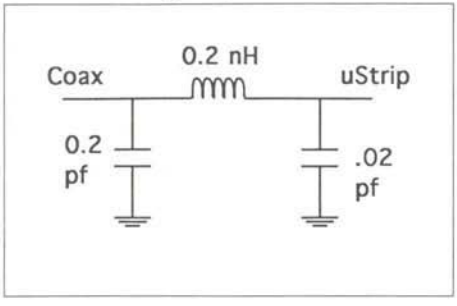
4. Coaxial Transitions

Coaxial transitions should present a constant 50Ω impedance to the circuit. If not, an impedance mismatch occurs at that point. This may not make much difference if you can tune the stage before or after the transition. And it may not make much difference either if the frequency is low. But what about a mm-wave circuit that was designed and optimized on one of the microwave simulation programs that some amateurs have access to through their employer. Normally those designs are assumed to look into 50Ω source and loads. Introducing a "bump" in the line feeding this optimized circuit can change the matching enough to make a measurable difference and force you to re-tune the circuit once it is in its final system.

While entire textbooks have been written to cover every type of transition ([6]), I only investigated the effect of the popular edge-mounted SMA connector on a 10 GHz preamp. The transition model is a pi-network equivalent published in 1981, [7]. This simple model is shown in Figure 6 along with the equivalent component values for the elements of the pi-network.

Comment by Editor: *These values depend on the type of SMA-connector used. A special microstrip SMA-launcher has nearly no influence. The standard SMA-connector with 1.27mm (50mil) center conductor and PTFE extrusion was measured by Dieter Briggmann, DC6GC. The transition to a 50Ω*

Figure/Abb. 6



microstripline on RT-5870/0.508mm material exhibits a series inductance of 0.3nH and a parallel capacitance of 0.07pF at the stripline side and zero capacitance at the coax side. This model fits the measurement data in good agreement up to 15GHz but is quite different from the model above. It's important to know what type of connector has been modelled. For the standard SMA-connector the model in fig. 6 does not seem to be adequate.

The circuit was modeled on Touchstone™ and was optimized for a minimum noise figure of 1.26 dB. Prototypes of the preamp showed that the best noise figure that could be measured was a bit higher at 1.5 dB. Inserting the transition model in front of the original preamp model caused a mismatch at the input and interestingly enough showed a 10.368 GHz noise figure about equal to the average measured value. The matching network of the preamp was then reoptimized for a minimum noise figure of 1.25 dB with the connector model included.

The effect of the edge-mounted connector was investigated at lower frequencies. Its effect is just noticeable on 5760, and is nearly transparent at all bands below 3.5 GHz. While some may say that the above represents a case of "splitting hairs", amateurs who venture into the mm-wave region can take such effects into account for optimal performance. The simple pi-network model described makes this easy to do with a Smith Chart or modern design software.

4. Koaxiale Übergänge

Koaxiale Übergänge sollen der Streifenleitung eine Impedanz von 50Ω ohne Impedanzsprung anbieten. Ist das nicht der Fall, gibt es ein Problem mit Fehlanpassung. Wenn die Frequenz niedrig ist oder die Schaltung abgestimmt werden kann, ist das kein Problem. Entwirft man aber die Schaltung als fest abgestimmte Schaltung mit Hilfe von CAD, muß man die Charakteristik eines Streifenleiter-Koax Übergangs kennen.

Darüber gibt es ganze Lehrbücher. Für einen SMA-Connector wurden die Werte für das Modell in Abb. 6 bestimmt. Das Modell wurde 1981 in [7] veröffentlicht.

***Kommentar vom Editor:** Diese Werte hängen stark von dem Typ der SMA-Buchse ab. Eine spezielle Mikro-Streifenleiter Buchse hat fast gar keine Fehlanpassung. Für eine Standard-Buchse mit 1,27 mm Innenleiter im Übergang auf RT-5870/0,5 mm Duroid wurden von Dieter Briggmann, DC6GC, eine Serieninduktivität von 0,3nh und eine Parallelkapzität von 0,07 pF auf der Streifenleitungsseite bestimmt. Eine Parallelkapazität auf der Koaxseite - warum auch? - ist nicht enthalten. Die Kapazität auf der Streifenleitungsseite ensteht durch den Lötzinnklecks und die große Dicke des Innenleiters. Das obige Modell mit seinen Werten erscheint mir daher für die normalen SMA-Buchsen nicht adäquat.*

Um den Einfluß der Fehlanpassung zu bestimmen, wurde mit Touchstone™ ein 10 GHz Vorverstärker entworfen. Die Simulation ergab eine Rauschzahl von 1,26 dB, die Messung lag höher mit 1,5 dB. Nachdem das obige Modell in die Rechnung einbezogen wurde, konnte die veränderte Schaltung mit 1,25 dB gemessen werden.

Der Einfluß der SMS-Buchsen ist auf 5760MHz gerade feststellbar. Auf 3456MHz und darunter ist der Einfluß vernachlässigbar.

5. Bypassing

Here's a subject that has been around a while. I can remember reading about frequency-selective bypassing in an old 1965 ARRL VHF Handbook. There it was described how you could use a little "extra" lead on various disk capacitors to make a series resonant bypass that would make the bypassed point cold to RF at the operating frequency of the circuit.

Not much has changed in 30 years except that now ceramic chip caps are the norm for microwave circuits. Some parasitic inductance is still there even if we can't see leads anymore. A quick check of the ATC Capacitor Handbook shows series resonant frequencies for a range of chip cap values.

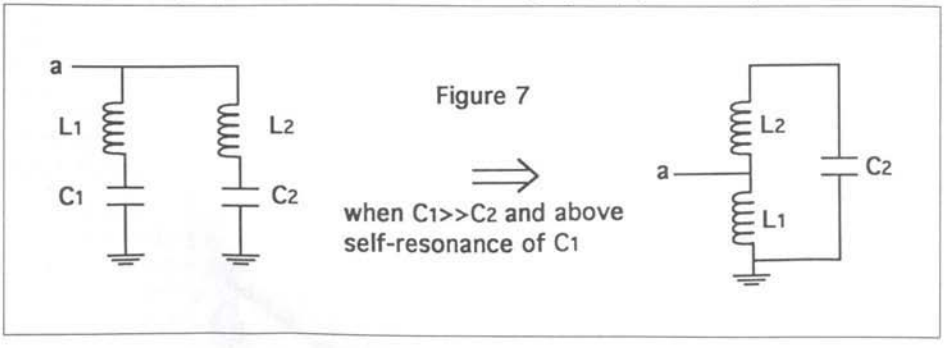
From this the equivalent series inductance can be calculated. A typical series inductance for .050" size chip caps is .25-.30 nH, and about .40-.50 nH for the larger .10" variety. The new ARRL Microwave Experimenters Handbook has a nice write-up on using this inductance and the chip's capacitance to make a series-resonant bypass so I won't repeat that information here, ([8]).

What I haven't seen addressed is the common practice of multiple bypassing, i.e., using several values of capacitance in parallel to provide a good bypass over a very wide range of frequencies, both above and below the operating range of the circuit. The need to bypass at lower frequencies is fairly standard, since most circuits with gain have even more gain at lower frequencies, unless it is purposely rolled off, and instability can result. Bypassing above the operating frequency may also be necessary.

For your chip capacitor bypass, if you go far enough above its series resonance frequency, there is point where the capacitor exhibits a parallel-like resonance([9]). The single capacitor bypass may not provide an adequate RF short at this higher frequency. If your circuit still has lots of gain, you could have a problem. In theory, paralleling a smaller value capacitor across the first, which is operating at or below its series resonance point, would bypass the circuit at this higher frequency. Reference [9] shows that this parallel resonance occurs about 3 times the series resonance frequency of the chip capacitor. If you know the characteristics of your chip caps, you could choose a value that puts this smaller capacitor's series resonance near the parallel resonance of the first. Assuming the chip caps were all of the same parasitic inductance, this would require a capacitance of 1/9 the capacitance of the larger capacitor. But since we usually do not know this much about the bypass capacitors we use, it is fairly common to use values that are about one (x10) or even two (x100) orders of magnitude apart. For instance, 100 pf and 10 pf. On the low frequency side, x10 to x100 is fairly common, i.e. .001 uf or .01 uf.

The above description of multiple bypasses sounds deceptively simple. While trying to circumvent the "parallel resonance" of each capacitor at higher frequencies, or reduce the capacitive reactance of the bypassed point at low frequencies by paralleling a larger capacitor, we may be unknowingly creating other parallel resonances. Referring to Figure 7, we see that the parasitic inductance of the larger capacitor creates a condition for parallel resonance with the smaller value capacitor at a frequency below the series resonance of the small value capacitor. This circuit was modeled on the computer using both "ideal" components and real-life parts. The result was that with the ideal capacitors (infinite Q, no resistive losses), there is a sharp resonance condition that effectively lifts the bypassed point well above ground, up to the impedance of the external circuit. You might approach this condition with the highest quality porcelain chip caps. With more common ceramic caps, especially for the larger value capacitor, the higher effective series resistance will lower the Q of the circuit somewhat. Some added resistance in series with the larger capacitor would be good insurance so that you do not create a new problem in the process.

Below 6 GHz my recommendation would be to use a high quality porcelain capacitor at its series



Figure/Abb. 7: Parallel Resonances in Bypassing

resonance (or an open-circuited stub) for the operating frequency of the circuit, paralleled by a capacitor about 100 times larger for lower frequency bypassing. Put a small resistor (10-50Ω) in series with the larger value capacitor as described above. If there is an optimum value of resistance that the circuit would prefer to see at lower frequencies, you will probably not be able to determine this without resorting to a computer analysis. Rolling off the low frequency gain of the circuit with carefully chosen series coupling capacitors might be a good additional measure. Above the operating frequency, the series resonant porcelain capacitor should remain an effective bypass up to 2.5 times the operating frequency.

For both coupling and bypassing at 10 GHz and above, it would be best to use "single layer" chip capacitors. These are available from several manufacturers like American Technical Ceramics Corp. (ATC) for a very modest cost. The series inductance of these capacitors is in the .03-.05 nH range, making their series resonant frequencies very high. They should be usable up to at least 50 GHz.

5. Abblockmaßnahmen

Das Thema ist schon öfter behandelt worden. Wie vor dreißig Jahren gibt es immer noch eine parasitäre Induktivität und Resonanzeffekte. Für ATC-Kondensatoren in der Größe 1,27mmx1,27mm (50milx50mil) ist die Serieninduktivität ca. 0,3 nH un für die Größe 2.54mmx2,54mm beträgt sie ca. 0,5 nH. Das ARRL Microwave Experimenters Handbook beschreibt, wie man die Serienresonanz für Abblockmaßnahemn nutzen kann.

Was bisher nicht beschrieben wurde, ist das Verhalten von mehreren, parallel geschalteten Kondensatoren. Das wird angewendet, um breitbandig eine gute Abblockung zu erreichen.

Chip-Kondensatoren haben oberhalb ihrer Serienresonanz auch eine Parallelresonanz ([9]). Sie ist typischerweise auf der dreifachen Frequenz. Daher macht es Sinn, verschiedene Kondensatoren im verhältnis von 10 parallel zu schalten, z.B. 100pF, 1nF, 10nF usw.

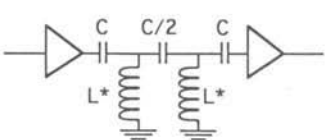
Das hört sich einfach an, ist aber möglicherweise problematisch, da neue Parallelresonanzen entstehen können. In Abb. 7 kann man sehen, daß die Serieninduktivität des größeren Kondensators mit dem kleineren Kondensator eine Parallelresonanz erzeugt, die unter der Serienresonaz des kleineren Kondensators liegt. Das ist aber im höchstem Maße unerwünscht! Der Effekt ist umso schlimmer je besser (Q) die verwendeten Kondensatoren sind. D.h. für diese Anwendung sind High-Q Kondensatoren von ATC oder Tekelec ganz ungünstig.

Meine Empfehlung für Frequenzen unter 6 GHz ist, für die HF-Abblockung eine resonante Stichleitung oder einen ATC-Kondensator in seiner Serienresonanz zu nehmen. Über einen Widerstand von 10...50Ω in Serie wird ein 100x größerer Kondensator parallel geschaltet. Damit sind alle tiefen Frequenzen abgeblockt.

Zur Kopplung und zum Abblocken auf Frequernzen oberhalb von 10GHz sind Mono-Schicht Kondensatoren geeignet. Sie haben eine Serieninduktivität von 0,03...0,05 nH und eine Serienresonanz oberhalb von 50 GHz.

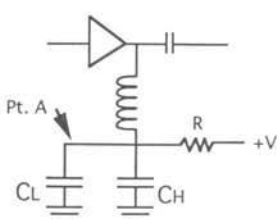
6. DEVICE SELECTION

GaAsFETs are available in so many different types that sometimes it is hard to know which one will



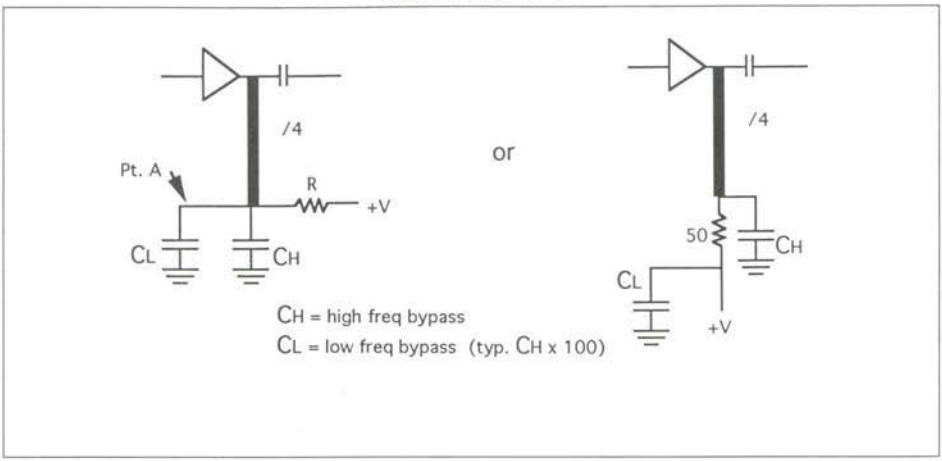
* may be done using microstrip transmission line elements for higher frequencies

Figure/Abb. 8



Figure/Abb. 9

Figure/Abb. 10



give you the desired performance AND work well in the circuit. One of the differences between FETs is the gate periphery, ranging from 250 µm to 750 µm or more. There is a relationship between gate periphery, input impedance and operating frequency range with the longer gate periphery most suitable for the lower microwave frequencies. It may be awful tempting to use a Ku-band FET (250 µm gate) for your next 2304 preamp, but you will probably have better luck using a 500 or 750 µm device. As a general rule of thumb, a 750 µm gate is preferred for the 500 MHz to 2 GHz range, 500 µm for 2-6 GHz and 250 µm for 6-16 GHz. There are a couple of reasons for this recommendation. One is stability, and the other is overall noise performance.

With the 250 µm devices, the input reflection coefficient for optimal noise performance is very high, making it hard to match from 50 ohms without using a lossy circuit. This will tend to negate the otherwise low noise figure of the device at the lower frequency. The lower impedance gates of the 500 or 750 µm FETs reduce the transformation ratio required and the net effect may be a better overall noise figure.

Also, it is often necessary to use a little extra source inductance with the high frequency FETs at low frequencies in order to get stability at the operating frequency and to get a better coincidence of low input VSWR and NF. High frequency stability, in the 8-12 GHz range, may be impossible to get under these conditions.

Another area where device selection can make or break your final result is with the popular MMICs. While these devices have enabled many to finally build a stable microwave amplifier, there are some precautions to observe.

Most of the problems I have had with MMICs resulted from my attempts to use them at the upper end of their operating range. You can still get useful gain out of many of them even as they are rolling off, but the danger lies in all the gain you end up with at the in the lower VHF frequency range. Depending on which MMIC you select, you can end up with so much low frequency gain that the circuit oscillates at VHF no matter how you terminate it.

As an example, assume you want 12 dB of gain at 3456 MHz, and a little power too, say 5 mW. A quick check of the Avantek Microwave Semiconductor Data Book shows that only two MMICs meet the output power requirement, the MSA0885 and the MSA 0986. Of the two, the '0885 has enough gain by itself, but is rolling off rapidly at this frequency. Its low frequency gain is a whopping 33 dB. The '0986, on the other hand, can meet the power output requirement, but it will take two cascaded stages to get the gain. Because of internal feedback in the '09 device, it has a low frequency

gain of only 8 dB. Two stages gets you a manageable 16 dB. While the '0986 is not unconditionally stable, the data sheet shows that k dips below 1.0 only below 50 MHz. A DC feed circuit that terminates the amplifier in 50Ω below 50 MHz should help here.

For lower power applications, it can be seen that nearly every MMIC in the Avantek catalog has reasonable gain at 3456 MHz, but some have a greater low frequency gain. For 8 to 9 dB gain, the '01/02/03/06 and 07 series could be considered. But the '01 and '06 versions have 18 and 20 dB of gain at VHF, respectively, where the others have about 13 dB. If the lower noise figure of the '06 is not important, then the '03 and '07 might be the best choice.

One remedy that could be considered, if a multistage circuit is desired, it to incorporate a highpass network between stages as shown in Figure 8. This has the added benefit that low frequency signals, from an antenna, LO, or whatever, will not see as much gain.

6. Aktive Bauelemente

Die Zahl der verfügbaren GaAs-FET's ist kaum noch überschaubar. Es ist daher schwer zu entscheiden, welcher Typ das geeignete aktive Eelment für eine bestimmte Frequenz und Anwendung ist.

Kleinsignal GaAs-FET's unterscheiden sich grundsätzlich in zwei Eigenschaften: die Länge der Peripherie des Kanals und die Kanal-Länge. Typische Werte sind 250...750 μm für die Peripherie und 0,25...1 μm für die Kanallänge. Die Peripherielänge bestimmt die Daten der optimalen Quellimpedanz für minimale Rauschzahl. Der FET ist umso hochohmiger und umso unstabiler je kleiner die Betriebsfrequenz und die Länge der Peripherie sind. In der Regel sollte man 750 μm GaAs-FET's für 500...2000 MHz, 500 μm FET's für 2...6 GHz und 250 μm FET's für 6...16GHz einsetzen.

Ein 250 μm FET ist auf niedrigen Frequenzen sehr hochohmig. Es ist folglich sehr schwierig, einen 250 μm FET, der für einen Einsatz auf 12 GHz konzipiert wurde, auf 2,3 GHz anzupassen. Zwar ist seine Rauschzahl niedriger, dagegen sind die Verluste im Eingangsnetzwerk wegen des hohen Transformationsverhältnisses höher. Daher kann ein Verstärker mit einem 500 μm FET trotz höherer Eigenrauschzahl des FET möglicherweise besser sein. Außerdem ist er stabiler.

Andere beliebte aktive Bauelemente sind MMIC's. Auch diese sind nicht ohne Probleme. Meine Probleme mit MMIC's kamen von dem Versuch, sie an ihrer oberen Frequenzgrenze zu betreiben. Dann hat man jede Menge an Verstärkung auf VHF, so daß die Kette von MMIC's schwingt.

Nehmen wir an, wir wollen mit MMIC's 12dB Verstärkung bei 5 dBm Ausgangsleistung auf 3456MHz erreichen. Ein Blick in das Avantek Datenbuch zeigt, daß der MSA-0885 und der MSA-0986 die geforderte Ausgangsleistung erreichen können. Während der 0885 die Verstärkung alleine aufbringt, muß man beim Einsatz des 986 zwei Stück kaskadieren. Die Verstärkung des 885 erreicht 33 dB auf VHF und er ist nicht unbedingt stabil. Die 986 MMIC's haben jeweils 8 dB Verstärkung auf VHF und sind oberhalb von 50 MHz unbedingt stabil. Eine geeignete Speiseschaltung kann für eine Last von 50Ω unterhalb von 50 MHz sorgen.

Für kleine Leistung kann man beinahe jeden MMIC aus dem Katalog auswählen. Für 8...9 dB Verstärkung kann man die 01/02/03/07 und 07 Serie verwenden. Während die 01 und 06 Serie ca. 20 dB Verstärkung auf VHF haben, haben die anderen ca. 13 dB. Für kaskadierte Stufen sollten Hochpass-Koppelglieder wie in Abb. 8 verwendet werden, damit die Verstärkung auf VHF gering bleibt.

7. DC Feed Circuits

DC feed circuits should ideally be invisible at the operating frequency so as to not affect the operating circuit's performance. At other frequencies, though, we would rather have the network look like an RF short, or maybe 50Ω. Simple choke networks as shown in Figure 9-A are common, as are transmission line versions, Figure 9-B. Both can look like 50Ω at low frequencies if a 50Ω resistor is inserted at Point "A".

The wirewound choke has the disadvantage of parasitic parallel resonances caused by the distrib-

uted capacitance between windings. This may cause the RF bypass at the "cold" end of the choke to become isolated from the circuit. Gain peaks and the potential for instability result.

The transmission line network, usually implemented on microstrip, avoids the parallel resonances and gradually disappears lower frequencies. At even multiples (x2, x4 etc.) of the operating frequency, it appears as a l/2 line multiple and will take the operating circuit to a low impedance by virtue of the bypasses at the cold end. The microstrip feed with 50Ω in series with the VHF bypass capacitor has been found to be one of the best DC feed networks you can use, and is highly recommended.

7. Netzwerke zur Speisung

Speisenetzwerke sollen auf der Betriebsfrequenz keinen Einfluß haben. Auf allen anderen Frequenzen können sie entweder als HF-Kurzschluß wirken oder aber als 50Ω Last wirken. Üblich sind Drosseln wie in Abb. 9-A oder gedruckte ¼-Leitungen wie in Abb. 9-B. Beide wirken bei tiefen Frequenzen als 50Ω Last, wenn man bei Punkt "A" einen 50Ω Widerstand einfügt.

Drosseln haben den Nachteil von parasitären Resonanzen, die durch die Wicklungskapazität entstehen. Die Leitungsvariante hat diese Resonanzen nicht und unterdrückt zudem tiefe Frequenzen. Bei geraden Vielfachen wirkt sie wie eine ½-Leitung, die dann den Abschluß am 'kalten' Ende - Kurzschluß oder 50Ω - an das 'heiße' Ende weiterreicht. Die Stripline-Schaltung mit 50Ω am 'kalten' Ende hat sich daher am besten bewährt.

8. Acknowledgements

I want to particularly thank Al Ward, WB5LUA, who has been most helpful in helping me to understand the tradeoffs involved in using microwave semiconductors in practical circuits. In his position as an applications engineer for the Avantek Division of Hewlett-Packard, he has accumulated a wealth of experience at both computer modeling and circuit construction. I also wish to thank Reed Fisher, W2CQH, for many interesting discussions on waveguide theory.

8. Danksagung

Ich möchte Al Ward, WB5LUA, und Reed Fisher, W2CQH, für Ihre Unterstützung und Hilfe danken.

9. References

[1] K. Britain, "Works Great! Until you put it in the box," Proceedings of the 25th Conference of the CSVHF Society, ARRL, 1991.

[2] M. Van Valkenburg, editor, Reference Data for Engineers: Radio, Electronics, Computer, and Communications, SAMS Publishing, 1993.

[3] 19335 NW Walker Rd., Beaverton, OR 97006

[4] J. Davey, "A No-Tune Transverter for 3456 MHz," QST, Jun 1989, pp 21-26.

[5] E. Denlinger, "Losses of Microstrip Lines," IEEE Trans. Microwave Theory Tech., Vol. MTT-28, Jun 1980, pp 513-522.

[6] J. Izadian and S. Izadian, Microwave Transition Design, Artech House Publishers, 1988.

[7] M. Majewski, et al, "Modeling and Characterization of Microstrip to Coaxial Transitions," IEEE Trans. Microwave Theory Tech., Vol. MTT-29, Aug 1981, pp 799-804.

[8] The ARRL UHF/Microwave Experimenter's Manual, ARRL, 1990, pp 6-6.

[9] The RF Capacitor Handbook, American Technical Ceramics Corp., 1991, pp 3-5-1.